



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 196 25 054 A 1**

⑤1 Int. Cl.<sup>8</sup>:  
**H 04 J 13/02**  
H 04 L 27/34  
H 04 B 1/69

②1 Aktenzeichen: 196 25 054.4  
②2 Anmeldetag: 22. 6. 96  
④3 Offenlegungstag: 2. 1. 98

DE 196 25 054 A 1

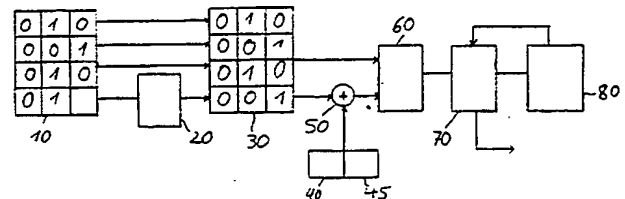
⑦1 Anmelder:  
Deutsche Telekom AG, 53113 Bonn, DE

⑦2 Erfinder:  
Henkel, Werner, Dr.-Ing., 63636 Brachtal, DE;  
Wagner, Björn, 63517 Rodenbach, DE

⑤6 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht zu ziehende Druckschriften:  
ZIEMER, Rodger E., PETERSON, Roger L.:  
Introduction to Digital Communication, Macmillan  
Publishing Company, New York, 1992, S.524-538;  
COUCH, Leon W.: Digital and Analog Communication  
Systems, Macmillan Publishing Company, New  
York, 1993, S.449-458;  
ENGELS, Volker, et.al.:  
OFDM-Übertragungsverfahren für den digitalen  
Fernsehrundfunk. In: Rundfunktechnische  
Mitteilungen, 1992, Jg.37, H.6, S.260-270;  
BINGHAM, John A.C.: Multicarrier Modulation for  
Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come.  
In: IEEE Communications Magazine, 1990, May,  
S.5-14;

⑤4 Verfahren und System zur Übertragung von Mehrträger-Signalen mit einem reduzierten  
Spitzen-/Mittelwertverhältnis

⑤7 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Übertragung von  
Mehrträgersignalen mit einem reduzierten Spitzen-/Mittel-  
wert-Verhältnis sowie ein Mehrträger-Übertragungssystem  
zur Durchführung des Verfahrens. Bei der Mehrträger-Über-  
tragungstechnik folgt nach dem Gesetz der großen Zahlen  
eine nahezu Gauß-förmige Häufigkeitsverteilung des zu  
übertragenden Zeitsignals. Zur Reduzierung der Spitzenlei-  
stung existieren zwar zahlreiche Lösungsansätze, die aber  
allesamt für die praktische Anwendung nicht geeignet sind.  
Die Erfindung löst dieses Problem dadurch, daß die einem  
Mehrträgersignal zugeordneten Träger auf mehrere Blöcke  
gleicher Länge verteilt werden. Jedem Symbol (Bitfolge)  
einer ein- oder zweidimensionalen Symbolmenge, mit dem  
jeweils ein Träger des Mehrträgersignals moduliert wird,  
wird eine vorbestimmte m-stellige Nummer zugeordnet.  
Erfindungsgemäß werden die den einzelnen zugeordneten  
Symbolnummern, d. h. die Bitfolgen, mit denen die Träger  
moduliert werden, derart modifiziert, daß das Spitzen-/Mit-  
telwert-Verhältnis des zu übertragenden Mehrträgersignals  
im Zeitbereich verringert wird. Dies erreicht die Erfindung  
dadurch, daß den Symbolnummern auf der Grundlage einer  
vorbestimmten Trellisstruktur sogenannte Formungswörter  
überlagert werden, die mit Hilfe eines Viterbi-Decoders  
erzeugt werden. Die Metrik, nach der die Formungswörter  
ausgewählt werden, ist die Spitzenleistung des Mehrträger-  
signals im Zeitbereich oder eine Übergangsmetrik im Fre-  
quenzbereich.



DE 196 25 054 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 10. 97 702 061/327

14/24

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Übertragung von Mehrträgersignalen mit einem reduzierten Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis nach Anspruch 1 sowie ein Mehrträger-Übertragungssystem zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 7.

Auf dem Gebiet der digitalen Signalverarbeitung sind Systeme bekannt, die eine hochratige digitale Nachrichtenübertragung ermöglichen. Eine Technik, die in jüngster Zeit immer mehr an Bedeutung gewinnt, ist die Mehrträgerübertragung, die auch als "Discrete Multitone" (DMT) oder "Orthogonal Frequency Division Multiplex" (OFDM) bekannt ist. Bei der Mehrträgerübertragung wird der zu übertragende Datenstrom in viele parallele Teilströme zerlegt, welche im Frequenzmultiplex unabhängig voneinander übertragen werden. Eine wichtige Kenngröße der Mehrträgerübertragung ist die Länge eines Rahmens, in dem ein Mehrträgersignal übermittelt wird. Die Rahmenlänge legt die Anzahl sowohl der modulierbaren Träger als auch der daraus entstehenden Abtastproben im Zeitbereich fest. Falls das Mehrträger-Signal aus einer Inversen Diskreten Fouriertransformation hervorgeht, wird der Rahmen eines Mehrträgersignals im Frequenzbereich auch DFT- (Diskrete Fourier-Transformation)-Rahmen genannt. Da bei der Mehrträger-Übertragung viele Träger (beispielsweise 256 Träger) überlagert werden, zeigt das Zeitsignal gemäß dem Gesetz der großen Zahlen eine nahezu Gauß-förmige Häufigkeitsverteilung der Amplituden. Mit anderen Worten können relativ zur mittleren Signalleistung sehr hohe Spitzenleistungen auftreten, für die analoge Schaltungskomponenten, Analog-Digital- und Digital/Analog-Wandler ausgelegt werden müssen (hohe Dynamik). Es wird daher angestrebt, die Spitzenleistungen des Zeitsignals zu begrenzen. Eine einfache Methode besteht darin, die Spitzenwerte abzuschneiden. Jede Amplitudenbegrenzung eines Zeitsignals führt jedoch zu einer Verschlechterung des Störabstandes.

S. Narahashi et al. beschreibt in einem Aufsatz "Minimizing Peak-to-Average Power Ratio of Multitone Signals Using Steepest Descent Method", erschienen in Electronics Letters, 31. August 1995, Band 31, Nr. 18, Seiten 1552—1553, ein Verfahren zur Reduktion von Spitzenwerten bei unmodulierten Trägern. Dies bedeutet, daß keine Nutzinformation übertragbar ist, was natürlich praktisch ohne Bedeutung ist.

In dem Aufsatz "Block Coding Scheme for Reduction of Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes", erschienen in Electronics Letters, 8. Dezember 1994, Band 30, Nr. 25, beschreibt A. E. Jones et al. eine Methode zur Verringerung von Spitzenleistungen basierend auf BPSK-modulierten Trägern. Diese Methode ist allerdings nur auf DFT-Rahmen mit sehr geringen Trägerzahlen (etwa 8 Träger) anwendbar, so daß sie aus praktischen Gesichtspunkten, d. h. für sinnvolle Trägerzahlen in der Größenordnung von 256, nicht einsetzbar ist.

In dem Aufsatz "Trellis Shaping", erschienen in IEEE Trans. on Information Theory, Band 38, Nr. 2, März 1992, Seiten 281—300, hat G. D. Forney eine Methode, das sogenannte Trellis Shaping, zur Verringerung von Spitzenleistungen in Zeitsignalen für Einträger-Übertragungssysteme beschrieben. Die von Forney beschriebene Methode basiert auf einer Verdopplung eines benutzten Modulationsalphabets (z. B. ein PAM- oder QAM-Alphabet) mit Hilfe eines inversen Syndromformers. Ein Viterbi-Decoder beeinflusst unter Benutzung einer bestimmten Trellisstruktur die Auftrittshäufigkeit der Symbole des Modulationsalphabets, derart, daß die mittlere Leistung des Einträgersignals im Zeitbereich verringert werden kann. Eine ausführliche Beschreibung des sogenannten "Trellis Shaping" bei Einträger-Übertragungen kann aus dem obengenannten Aufsatz entnommen werden.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren sowie ein System verfügbar zu machen, mit denen Spitzenleistungen in Mehrträgersignalen verringert werden können.

Dieses technische Problem löst die Erfindung mit den Verfahrensschritten des Anspruchs 1 sowie den Merkmalen des Anspruchs 7.

Der Grundgedanke der Erfindung ist darin zu sehen, die Symbole (dargestellt z. B. durch eine Bitfolge) eines Modulationsalphabets, auch Symbolmenge genannt, mit denen die einzelnen Träger eines Mehrträgersignals moduliert werden, auf der Grundlage der günstigsten Pfadsuche in einer vorbestimmten Trellis-Struktur derart zu modifizieren, daß die Spitzenleistung des resultierenden Zeitsignals minimiert wird.

Dazu werden zunächst die einem Mehrträgersignal zugeordneten Träger (in der Praxis bilden beispielsweise 256 Träger einen DFT-Rahmen) auf mehrere Blöcke gleicher Länge  $l$  verteilt. Jedem Symbol einer ein- oder zweidimensionalen Symbolmenge (PAM, QAM), mit dem jeweils ein Träger des Mehrträgersignals moduliert wird, wird eine vorbestimmte  $m$ -stellige Nummer zugeordnet. Vorzugsweise entspricht die Anzahl  $m$  der Ziffern jeder Nummer der Anzahl Bits, durch die die Symbole dargestellt werden. Auf diese Weise wird jedem Träger die Symbolnummer zugewiesen, die der Bitfolge entspricht, mit der der jeweilige Träger zu modulieren ist. Die den Trägern eines Mehrträgersignals zugeordneten Symbolnummern werden blockweise jeweils in eine  $m \times l$ -Speicher-Matrix geschrieben, wobei wenigstens eine Leerstelle in jeder Matrix erzeugt wird. Auf diese Weise wird gewährleistet, daß jeder 1 Träger enthaltende Block auf eine entsprechende Matrix abgebildet wird. Jede Leerstellenbehaftete Zeile einer Matrix wird mit Hilfe eines inversen Syndromformers vervollständigt. Der inverse Syndromformer führt in die Leerstellen-behaftete Zeile einer Matrix eine Orthogonalität zu den zulässigen Sequenzen eines Trellis ein, mit der es möglich ist, empfangenseitig die vervollständigten Zeilen zu decodieren. Durch eine Pfadsuche in einer vorbestimmten Trellis-Struktur werden mehrere zulässige Folgen von Formungs- oder Codewörtern der Länge  $l$  erzeugt und anschließend in einem Pfadspeicher abgespeichert. Als Metrik für die Auswahl der zulässigen Folgen von Formungswörtern wird die Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich oder eine vordefinierte Übergangsmetrik zwischen Blockpaaren im Frequenz- oder DFT-Bereich benutzt. Die günstigste Folge von Formungswörtern der Länge  $l$ , die den entsprechenden, vervollständigten Zeilen jeder Matrix additiv überlagert wird, wird auf der Grundlage der vorbestimmten Trellis-Struktur derart ausgewählt, daß die resultierende Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich bezogen auf die mittlere Signalleistung minimiert wird. Die derart modifizierten Symbole werden den Trägern aufmoduliert. Die

modulierten Träger werden einer inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) unterworfen, und das resultierende IDFT-Mehrträgersignal wird ausgesendet. Das empfangene Mehrträgersignal wird einer diskreten Fourier-Transformation unterworfen. Empfangsseitig wird ein Syndrom-Former eingesetzt, der infolge der Orthogonalität, die vom inversen Syndromformer sendeseitig in die Leerstellen-behaftete Zeile jeder Matrix eingeführt worden ist, lediglich die überlagerten Formungswörter entfernt. Unter dem Begriff "Formungswort" wird im weitesten Sinne ein Codewort als Bestandteil einer Sequenz verstanden, das beispielsweise in einem Viterbi-Decoder erzeugt wird. Bildlich gesprochen dienen die Formungswörter dazu, den zeitlichen Verlauf des Mehrträgersignals derart zu prägen, daß Spitzenwerte im wahrsten Sinne des Wortes abgeschnitten werden. Man spricht daher auch vom Mehrträger-Trellis-Shaping.

Zum Auffinden der günstigsten Folge von Formungswörtern (das ist die Folge, mit der die Spitzenleistung des Mehrträgersignals minimiert wird) kann eine Pfadentscheidung in der vorbestimmten Trellisstruktur unter Berücksichtigung der resultierenden Spitzenleistung im Zeitbereich getroffen werden. Auf der Grundlage zulässiger Zustandsübergänge in der vorbestimmten Trellisstruktur werden zunächst die zulässigen Formungswörter für jeden Block oder jede Matrix, die das Mehrträgersignal im Frequenzbereich darstellen, ausgewählt und der, mittels des inversen Syndromformers vervollständigten Matrixzeile der entsprechenden Matrix additiv überlagert. Die mit den jeweiligen Formungswörtern codierten Symbole jeder Matrix werden den jeweiligen Trägern aufmoduliert und blockweise einer inversen diskreten Fourier-Transformation unterworfen und im Zeitbereich abgespeichert. Alle Blöcke oder Matrizen werden im Zeitbereich unter Berücksichtigung der vorbestimmten Trellisstruktur iterativ berechnet. Mit anderen Worten wird die Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich iterativ berechnet, indem der Einfluß der Träger eines neuen Blocks auf alle Zeitbereichswerte der vorher berechneten Blöcke ermittelt wird. Schließlich wird die günstigste Blockfolge und somit die günstigste Folge von Formungswörtern ausgewählt, für die das Mehrträgersignal das minimale Spitzen-Mittelwert-Verhältnis im Zeitbereich besitzt. Das oben beschriebene Verfahren bietet sich insbesondere für Rundfunksysteme, wie z. B. DAB-(Digital Audio Broadcasting)-Systeme, an, da der notwendige Schaltungsaufwand im Sender, d. h. nur einmal anfällt, wohingegen sich die Komplexität der Empfangsgeräte verringert.

Ein alternatives Verfahren, bei dem nicht jeder Block des Mehrträgersignals einzeln einer inversen diskreten Fourier-Transformation unterworfen werden muß, besteht darin, die Metrikbildung und Pfadentscheidung in der Trellisstruktur zum Auffinden der günstigsten Folge von Formungswörtern im Frequenzbereich selbst auszuführen. Wiederum werden auf der Grundlage zulässiger Pfade oder Zustandsübergänge in der vorbestimmten Trellisstruktur zulässige Formungswörter für jede Matrix ausgewählt und der vervollständigten Zeile der entsprechenden Matrix additiv überlagert. Für jeden ursprünglichen Block (Matrix) gibt es daher mehrere mit den jeweiligen Formungswörtern modifizierte, d. h. geformte Blöcke (geformte Matrizen). Die eigentlich auf diese Weise modifizierten Symbole jedes geformten Blocks werden abgespeichert. Die zulässige Mehrträgersignale darstellenden, geformten Blöcke werden paarweise zusammengefaßt. Für jedes aufeinanderfolgende Blockpaar oder alternativ für alle möglichen Blockpaarbildungen innerhalb eines DFT-Rahmens müssen entsprechende Übergangsmetriken im Vorfeld ermittelt und abgespeichert werden. Eine solche Übergangsmetrik erlaubt eine recht gute Aussage über den Einfluß des zugehörigen Blockübergangs auf die resultierende Spitzenleistung im Zeitbereich. Bei der Ermittlung einer Übergangsmetrik zwischen zwei aufeinanderfolgenden Blöcken werden beispielsweise alle nicht berücksichtigten Blöcke des DFT-Rahmens auf Null gesetzt. Alternativ wäre es denkbar, allen nicht berücksichtigten Blöcken einen Zufallswert zuzuordnen. Auf der Grundlage zulässiger Pfade in der vorbestimmten Trellisstruktur werden nunmehr die Übergangsmetriken der einen möglichen DFT-Rahmen bildenden geformten Blöcke summiert. Es wird die Blockfolge und damit die Folge von Formungswörtern im Frequenzbereich ausgewählt, die die minimale Summenmetrik liefert. Die so ausgewählte Blockfolge, die einem Mehrträger-Signal mit verringertem Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis im Zeitbereich entspricht, wird anschließend einer inversen diskreten Fourier-Transformation unterworfen.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der Ausführungsbeispiele in Verbindung mit den beiliegenden Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 die erfindungsgemäße Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe eines Mehrträger-Senders, die eine Metrik im Zeitbereich benutzt,

Fig. 2 eine alternative erfindungsgemäße Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe eines Mehrträger-Senders, die eine Metrik im Frequenzbereich benutzt,

Fig. 3a ein prinzipielles Blockschaltbild einer Einrichtung zur Erzeugung zulässiger Folgen von Formungswörtern der Länge 3, die in der Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe nach Fig. 1 oder 2 implementiert ist,

Fig. 3b ein prinzipielles Blockschaltbild eines Syndromformers entsprechend einer Prüfmatrix, der Bestandteil eines Mehrträger-Empfängers ist,

Fig. 3c ein prinzipielles Blockschaltbild eines inversen Syndromformers entsprechend einer inversen Prüfmatrix, der Bestandteil der Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe nach Fig. 1 oder 2 ist,

Fig. 4a einen DFT-Rahmen, bestehend aus fünf einzelnen Blöcken mit jeweils drei Trägern und einer Leerstelle,

Fig. 4b einen mit Hilfe des inversen Syndromformers nach Fig. 3c aufgefüllten DFT-Rahmen nach Fig. 4a,

Fig. 5 ein Trellis-Diagramm, in das der "günstigste" Pfad für den DFT-Rahmen nach Fig. 4b eingetragen ist,

Fig. 6a — 6c ein binäres Partitionierungsschema für eine zweidimensionale 16-QAM-Symbolmenge,

Fig. 7 eine grafische Darstellung des Einflusses der in Fig. 1 gezeigten Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Metrik im Zeitbereich auf Mehrträgersignale und

Fig. 8 eine grafische Darstellung des Einflusses der in Fig. 2 gezeigten Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Übergangsmetrik im Frequenzbereich auf Mehrträgersignale.

Die Erfindung betrifft ein Verfahren sowie ein Mehrträger-Übertragungssystem zur Übertragung von Mehrträgersignalen mit einem reduzierten Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis. Bei der Mehrträgerübertragung werden

die innerhalb eines Datensignals zu übertragenden Bits mehreren Trägern aufmoduliert. Die dem Datensignal zugeordneten Träger werden zu einem Rahmen, nachfolgend DFT-(Diskrete Fourier-Transformation)Rahmen bezeichnet, zusammengefaßt. In der Praxis werden beispielsweise DFT-Rahmen mit 256 Trägern benutzt. Zum leichteren Verständnis und der besseren Anschaulichkeit halber wird ein DFT-Rahmen mit der Länge von 32 Trägern gewählt. Obwohl die einzelnen Träger mit den Symbolen beliebiger ein- oder zweidimensionaler Symbolmengen moduliert werden können, wird für die weitere Betrachtung eine 16-QAM-(Quadratur-Amplituden-Modulation)-Symbolmenge zugrunde gelegt. Ferner sei das hier behandelte Mehrträger-Übertragungssystem ein Basisbandsystem, in dem nur reelle Zeitsignale verarbeitet werden. Daher müssen die Trägersignale einer Konjugiertheitsbedingung genügen. Bei  $N$  Trägern mit den Spektren  $F_i$  muß gelten

$$F_{N-i} = F_i^*, i=0, \dots, [N/2].$$

Da darüber hinaus systemtechnisch bedingt der nullte und fünfzehnte Träger nicht belegt werden sollen, können bei dem hier betrachteten Ausführungsbeispiel lediglich fünfzehn Träger mit Nutzsignalen moduliert werden. Die fünfzehn Nutzträger des DFT-Rahmens werden in fünf Blöcke mit jeweils drei Trägern unterteilt. Ein vollständiger DFT-Rahmen umfaßt somit fünf Blöcke, wie dies in den Fig. 4a und 4b dargestellt ist.

Wir nehmen weiter an, daß die fünfzehn Träger des vollständigen DFT-Rahmens mit je einem vier Bit umfassenden Symbol einer 16-QAM-Symbolmenge belegt werden. Jedem Symbol der 16-QAM-Symbolmenge ist eine vierstellige Nummer zugeordnet. Die Anzahl der Ziffern einer Nummer entspricht dabei der Anzahl der Bits. Jede Ziffer nimmt den Wert 0 oder 1 an, der dem logischen Bitzustand entspricht. Wie in Fig. 6a dargestellt, können die Symbole in einer zweidimensionalen Struktur angeordnet sein. Jeder Punkt in der 16-QAM-Anordnung repräsentiert ein Symbol, mit dem ein Träger moduliert wird. Bei der Zuordnung von Nummern zu jedem Symbol, d. h. bei der Abbildung von jeweils vier Informationsbits auf die sechzehn Symbole des Alphabets, gibt es verschiedene Codierungsstrategien, die ganz unterschiedliche Zuordnungen bewirken. Beispielsweise kann man die Zuordnung nach der Entfernung der einzelnen Symbole zueinander optimieren, indem die 16-QAM-Symbolmenge nach Fig. 6a in vier Schritten in mehrere Untermengen aufgeteilt werden. Die Aufteilung der Symbole wird derart vorgenommen, daß in den Untermengen jeweils ein maximaler Abstand (Euklidische Distanz) erreicht wird. Dieses Verteilungsschema ist auch als "Set Partitioning" bekannt. Eine ausführliche Beschreibung dieser Zuordnungsvorschrift von binären Zahlen zu den einzelnen Symbolen einer Symbolmenge ist in dem Aufsatz "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals" von G. Ungerböck in IEEE Trans. on Information Theory, Band IT28, Nr. 1, Januar 1982, Seiten 55 ff., beschrieben worden. Wie in Fig. 6b dargestellt, ist, unterteilt man bei einer binären Partitionierung zunächst die 16-QAM-Untermenge in zwei 8-QAM-Untermengen, die sich nur durch eine Rotation unterscheiden. Jeder Untermenge wird eine binäre Ziffer 0 bzw. 1 zugeordnet. Jede 8-QAM-Untermenge wird wiederum in zwei 4-QAM-Untermengen zerlegt, die sich nur durch eine Translation/Drehung unterscheiden (s. Fig. 6c). Jeder 4-QAM-Untermenge wird eine binäre Ziffer zugeordnet. Jede 4-QAM-Untermenge kann man im dritten Schritt in je zwei 2-QAM-Untermengen und jede 2-QAM-Untermenge kann man im vierten und letzten Schritt in jeweils zwei 1-QAM-Untermengen unterteilen (nicht mehr dargestellt). Insgesamt sind vier Schritte notwendig, um eine 16-QAM-Symbolmenge zu unterteilen. Da in jedem Unterteilungsschritt den hinzukommenden Untermengen eine binäre Ziffer zugeordnet wird, ist es möglich, jedem Punkt der 16-QAM-Anordnung eine vierstellige Partitionsnummer zuzuordnen. Vereinbarungsgemäß werden die Partitionsnummern von rechts nach links gelesen. Es ist offensichtlich, daß je nach Systemanforderung die Symbole der 16-QAM-Symbolmenge in unterschiedlicher Weise codiert werden können.

Jeder Träger des DFT-Rahmens wird nunmehr mit einem QAM-Symbol belegt, das durch die entsprechende vierstellige Partitionsnummer gekennzeichnet ist. Würde man nunmehr die modulierten Träger sofort einer inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) unterwerfen, enthielte das Zeitsignal eventuell große Spitzenwerte. Dies folgt daraus, daß nach dem Gesetz der großen Zahlen eine Überlagerung vieler Träger zu einer nahezu Gauß-förmigen Häufigkeitsverteilung des Zeitsignals führt. Anhand zweier Ausführungsbeispiele zeigt die Erfindung, wie das Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis von Mehrträger-Signalen im Zeitbereich reduziert werden kann.

Der Grundgedanke besteht darin, die den Trägern des DFT-Rahmens aufzumodulierenden Symbole derart zu modifizieren und den Trägern aufzumodulieren, daß nach einer inversen diskreten Fourier-Transformation das Mehrträgersignal ein reduziertes Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis besitzt.

### 1. Reduzierung des Spitzen-/Mittelwert-Verhältnisses eines Mehrträgersignals in einer Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Metrik im Zeitbereich

In Fig. 1 ist ein Mehrträger-Sender dargestellt, der eine sogenannte Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Metrik im Zeitbereich aufweist. Die Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe weist eine Speichereinrichtung auf, die in fünf Speicherabschnitte zur Aufnahme der Symbole jeweils eines Blocks des DFT-Rahmens unterteilt sein kann. Jeder Speicherabschnitt der Speichereinrichtung 10 besitzt die Größe  $m \times l$ , wobei  $m$  gleich vier ist und der Anzahl der Bits, die ein Symbol des 16-QAM-Symbolalphabets darstellen, entspricht und  $l$  gleich drei ist und der Anzahl der Träger pro Block entspricht. Auf diese Weise werden die Symbole jedes Blocks des DFT-Rahmens über ihre zugehörige Partitionsnummer auf eine  $4 \times 3$ -Matrix abgebildet. Die drei Träger des ersten Blocks des DFT-Rahmens stehen in dem ersten Speicherabschnitt der Speichereinrichtung 10, wobei die rechte Matrixstelle der letzten Zeile leer bleibt, wie dies in Fig. 1 dargestellt ist. Das Einschreiben des ersten Blocks in den ersten Speicherabschnitt erfolgt beispielsweise derart, daß die Partitionsnummer des entsprechenden Symbols in der 16-QAM-Anordnung nach Fig. 6 von rechts nach links ausgelesen und von oben nach unten in eine Spalte des ersten Speicherabschnitts eingelesen wird. Auf die gleiche Art und Weise werden

die weiteren vier Blöcke des DFT-Rahmens in die entsprechenden Speicherabschnitte eingelesen. Die in der Speichereinrichtung 10 abgespeicherte Blockfolge des DFT-Rahmens ist in Fig. 4a gezeigt. Die letzte, Leerstellenbehaftete Zeile jeder der fünf abgespeicherten Blöcke wird mit Hilfe eines inversen Syndromformers 20 vervollständigt. Wie noch gezeigt wird, genügt jede vervollständigte Zeile einer Orthogonalitätsbeziehung, die empfängerseitig eine Rückgewinnung des ursprünglichen Mehrträger-Signals ermöglicht. Jede vervollständigte Matrix kann in eine separate Speichereinrichtung 30 überschrieben werden. Zweckmäßigerweise kann auch dieselbe Speichereinrichtung 10 benutzt werden.

Auf der Grundlage einer vorbestimmten, in einem Speicher 45 abgelegten Trellisstruktur, wie sie z. B. in Fig. 5 dargestellt ist, werden zulässige Folgen von Formungswörtern der Länge 3 beispielsweise in einem Viterbi-Decoder 40 erzeugt und in einem nicht dargestellten Speicher abgelegt. Eine beispielhafte Generatormatrix, mit der zulässige Folgen von Formungswörtern erzeugt werden können, lautet beispielsweise:

$$G = (1 + D^2 \ 1 + D + D^2 \ 1 + D + D^2)$$

Der Faktor D bedeutet, daß ein Bit um einen Takt, und der Ausdruck  $D^2$  zeigt an, daß ein Bit um zwei Takte verzögert worden ist. Ein Generator zur Erzeugung der obigen Generatormatrix auf der Grundlage eines Faltungscodes der Rate 1/3 ist in Form eines Schieberegisters in Fig. 3a dargestellt.

Für das vorliegende Beispiel wird ein Trellis-Diagramm mit vier Zuständen und fünf Übergängen entsprechend der Anzahl der Blöcke des in Fig. 4a oder 4b gezeigten DFT-Rahmens benutzt. Auf eine ausführliche Erläuterung von Trellis-Diagrammen wird verzichtet, da sie allgemein bekannt sind. Die in Fig. 5 gezeigte Trellisstruktur soll nur insoweit beschrieben werden, als es für die Erfindung wesentlich ist. In das Trellis-Diagramm sind der Übersichtlichkeit halber nur die gültigen Pfade für den Ausgangszustand 00 eingezeichnet. Als Metrik für die Pfadentscheidung sucht man den Spitzenwert (Amplitudenquadrat des Zeitsignals) aus den Zeitabtastewerten, die iterativ aus den fünf Blöcken des DFT-Rahmens berechnet werden. Diese Werte sind an den Knoten des Trellis-Diagramms angeschrieben. Außerdem sind für die beiden gültigen Pfade vom Ausgangszustand 00 zu den ersten beiden Übergangszuständen 00 und 10 die vom Viterbi-Decoder 40 erzeugten Formungswörter 000 bzw. 111 eingetragen. Für jeden zulässigen Pfad durch das Trellis-Diagramm wird eine entsprechende Folge von Formungswörtern generiert. Um empfangsseitig den Einfluß der durch die Generatormatrix erzeugten Formungswörter auf das Mehrträgersignal wieder beseitigen zu können, muß das Empfangssignal einer Prüfmatrix unterworfen werden, die mit der Generatormatrix über die Gleichung  $G \times H^T = 0$  verknüpft ist. Die transponierte Prüfmatrix  $H^T$  ergibt sich bei der oben gegebenen Generatormatrix beispielsweise zu:

$$H^T = \begin{pmatrix} 1+D+D^2 & 1+D+D^2 \\ 1+D^2 & 0 \\ 0 & 1+D^2 \end{pmatrix}$$

In Fig. 3b ist ein sogenannter Syndromformer als Schieberegisteranordnung verwirklicht, mit welcher die Prüfmatrix realisiert wird.

Wie bereits erwähnt, sorgt der inverse Syndromformer 20 für eine Orthogonalität zwischen vervollständigten Zeilen und zulässigen Trellissequenzen bzw. Folgen von Formungswörtern, wodurch es empfangsseitig möglich ist, die Folgen von Formungswörtern mit Hilfe des Syndromformers zu entfernen. Dazu kann der inverse Syndromformer 20 die inverse Prüfmatrix

$$(H^T)^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{1+D^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{1+D^2} \end{pmatrix}$$

auf jede Leerstellen-behaftete Zeile einer Matrix anwenden.

Wir kehren wieder zu Fig. 1 zurück. Es sei angenommen, daß die Leerstellen-behafteten Zeilen der fünf Blöcke des DFT-Rahmens nach Fig. 4a in dem inversen Syndromformer 20 vervollständigt worden sind. In den fünf Speicherabschnitten der Speichereinrichtung 10 sind die entsprechenden Blöcke des in Fig. 4b gezeigten DFT-Rahmens abgelegt. Mit Hilfe des Viterbi-Decoders 40 werden jetzt gültige Formungswörter erzeugt und in einem Speicher 45 abgelegt. Der Einfachheit wegen wird der Zustand 00 als Anfangszustand angenommen. Die beiden ersten Formungswörter 000 und 111 für die beiden zulässigen Pfade vom Anfangszustand 00 zum Übergangszustand 00 bzw. vom Anfangszustand 00 zum Übergangszustand 10 sind in das Trellis-Diagramm nach Fig. 5 eingetragen. In einem Addierer 50 wird zunächst die letzte Zeile des ersten Blocks des DFT-Rahmens nach Fig. 4b, die die Bitfolge 001 enthält, mit dem zulässigen Formungswort 000 und 111 Modulo 2 addiert. Man erhält auf diese Weise für den ersten Block des DFT-Rahmens auf der Grundlage des in Fig. 5 gezeigten Trellis-Diagramms zwei modifizierte Blöcke, die nachfolgend als geformte Blöcke bezeichnet werden. Genaugenommen werden die Partitionsnummern und somit die Symbole des entsprechenden geformten Blocks verän-

5 dert. Mit den modifizierten Symbolen der beiden geformten Blöcke werden jeweils die ersten drei Träger des DFT-Rahmens moduliert. Danach werden jeweils die drei Träger in einer Einrichtung 60 einer inversen, diskreten Fouriertransformation (IDFT) unterworfen. Als Ergebnis erhält man für jeden geformten Block mehrere Zeitabstastwerte, die in einen Pfadepeicher 70 abgelegt werden. Als Metrik für die günstigste Pfadentscheidung ermittelt man anschließend mit Hilfe einer Pfadvergleichs-Einrichtung 80 die Spitzenleistung (das Amplitudenquadrat) aus den berechneten Zeitwerten jedes geformten Blocks. Für den Pfad von 00 nach 00 beträgt die Metrik 260,4 und für den Pfad von 00 nach 10 ergibt sich eine Metrik von 259,5 (s. Fig. 5). Die weiteren Blöcke 2, 3, 4 und 5 des DFT-Rahmens werden auf die gleiche Weise verarbeitet: Den mit Hilfe des inversen Syndromformers 20 vervollständigten Zeilen werden wiederum Formungswörter der erlaubten Pfade in dem Trellis-Diagramm überlagert. Der Einfluß im Zeitbereich der so gewonnenen geformten Blöcke auf die vorhergehenden geformten Blöcke wird iterativ nach der folgenden Gleichung ermittelt:

$$15 \quad f_{k_u} = f_{k_{u-1}} + \sum_{l=(u-1)n+1}^{u+n} (F_l e^{j \frac{2\pi}{N} l k} + F_l^* e^{j \frac{2\pi}{N} (N-1) k})$$

wobei  $u$  die Anzahl der iterativ verwendeten Blöcke eines DFT-Rahmens,  $f_{k_u}$  der  $k$ -te Zeitabstastwert des  $u$ -ten geformten Blocks,

20  $F_l$  die Spektralkomponente im DFT-Bereich,  $F_l^*$  die konjugierte komplexe Komponente zu  $F_l$  und  $n$  die Anzahl der Träger pro Block ist.

Nach jedem iterativen Schritt sucht man als Metrik für den günstigsten Pfad wiederum den Spitzenwert der Leistung aus den errechneten Zeitabstastwerten  $f_{k_u}$  der bis dahin betrachteten geformten Blöcke. Führen beispielsweise mehrere gültige Pfade in denselben Zustand, wird derjenige Pfad mit der kleinsten Metrik weiterverfolgt. Nach dem oben beschriebenen erfindungsgemäßen Verfahren werden also für jeden Block gemäß den zulässigen Pfaden in dem Trellis-Diagramm erlaubte, alternative geformte Blöcke gesucht und die dazugehörigen Zeitabstastwerte berechnet, um dann in jedem Trellis-Zustand den günstigsten Pfad auswählen zu können. Ist der letzte geformte Block des DFT-Rahmens berechnet, stehen alle zulässigen Pfade im Pfadepeicher 70 und es kann diejenige zulässige Folge von geformten Blöcken ausgewählt werden, die ein Mehrträgerzeitsignal mit ininimiertem Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis im Zeitbereich hervorruft. Die dazugehörigen Zeitabstastwerte, die tatsächlich im Pfadepeicher 70 gespeichert sind, brauchen nur noch übertragen zu werden. Am Ende der Berechnung aller geformten Blöcke stehen somit so viele modifizierte zeitliche DFT-Rahmen im Pfadepeicher 70 wie Trellis-Zustände existieren. Es wird aber nur derjenige mit dem kleinsten Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis übertragen. Im vorliegenden Beispiel ist dies der in dem Trellis-Diagramm nach Fig. 5 schwarz hervorgehobene Pfad, der im Zustand 01 endet.

Der Ausdruck "Mehrträger-Trellis-Shaping" ist im Lichte des oben beschriebenen Systems so zu verstehen, daß der zeitliche Verlauf eines Mehrträger-Signals derart vorgeformt wird, daß das Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis verringert ist. Dazu bedient man sich der Hilfe einer Pfadsuche in einem Trellis, wobei als Metrik die Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich gewählt worden ist.

## 2. Reduzierung des Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis eines Mehrträgersignals in einer Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Metrik im DFT (Frequenz)-Bereich

45 Die oben beschriebene Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe 5 benötigt eine relativ lange Verarbeitungszeit, da jeder einzelne Block bzw. die geformten Blöcke einer inversen diskreten Fourier-Transformation unterworfen werden müssen. Eine Verringerung der Verarbeitungszeit läßt sich dadurch erreichen, daß bei der Pfadsuche im Trellis die Metrikberechnung und Pfadauswahl im Frequenzbereich erfolgt. Ein Ausführungsbeispiel ist in Fig. 2 dargestellt. Komponenten, die den in Fig. 1 gezeigten Komponenten entsprechen oder ähnlich sind erhalten die gleichen Bezugszeichen. Dies sind eine Speichereinrichtung 10 zur Aufnahme wenigstens eines Blocks eines DFT-Rahmens, ein inverser Syndromformer 20, gegebenenfalls eine zweite Speichereinrichtung 30, ein Addierer 50 und eine Einrichtung 40, die einen Viterbi-Decoder und einen Formungswörter-Speicher umfaßt. Es sei wiederum angenommen, daß die fünf Blöcke, d. h. die darin enthaltenen, mit Hilfe des inversen Syndromformers vorverarbeiteten Symbole des 16-QAM-Modulationsalphabets, in den jeweiligen Speicherabschnitten der Speichereinrichtung 10 abgelegt sind.

55 Der Viterbi-Decoder 40 erzeugt zulässige Folgen von Formungswörtern der Länge 3, die gemäß einem gewählten Trellis jeder vervollständigten Zeilen des jeweiligen Blocks in dem Addierer überlagert werden. Für jeden, die Modulationssymbole enthaltenden Block werden somit zulässige geformte Blöcke ermittelt, deren modifizierte Modulationssymbole in einen Pfadepeicher 75 abgelegt werden. In einem weiteren Schritt muß eine Metrik gebildet werden, die aus den modulierten Trägern jedes geformten Blocks Rückschlüsse auf den höchsten Spitzenwert im Zeitbereich zuläßt. Dazu wird in einem Vorverarbeitungsschritt die auftretende Spitzenleistung für alle möglichen Übergänge zweier aufeinanderfolgender geformter Blöcke innerhalb eines DFT-Rahmens ermittelt und in einer Tabelle 90 abgelegt. Diese Übergangsmetrik wird für alle möglichen geformten Blockpaare innerhalb eines DFT-Rahmens berechnet und in der Tabelle 90 abgespeichert. Mit Hilfe der im Speicher 90 abgelegten Übergangsmetriken werden unter den zulässigen Folgen geformter Blöcke für den DFT-Rahmen diejenigen ermittelt, für die aus der gewählten Metrik geringe Spitzenwerte bzw. Spitzen-/Mittelwert-Verhältnisse resultieren. Dabei werden die Übergangsmetriken für jedes neu hinzukommende Formungsblockpaar addiert. Am Ende der Berechnung liegen Summenmetriken vor, die einen Rückschluß auf die tatsäch-

liche Spitzenleistung des zu übertragenden Mehrträgersignals ermöglichen.

In Fig. 7 ist das Ergebnis einer Simulation gezeigt, bei der ein DFT-Rahmen 512 Träger umfaßt und jeder Block jeweils 3 Träger enthält. Die Kurve 1 zeigt ein Mehrträgersignal, das keine erfindungsgemäße Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe durchlaufen hat. Es zeigt daher eine Gauß-förmige Amplitudenverteilung und somit starke Spitzenwerte. Die Kurve 2 zeigt ein Mehrträgersignal, das in einer erfindungsgemäßen Mehrträger-Trellis-Shaping-Stufe mit einer Metrik im Zeitbereich verarbeitet worden ist. Hier ist die oben geschilderte Verringerung der Spitzenwerte deutlich zu erkennen.

In Fig. 8 ist das Ergebnis einer Simulation gezeigt, die jeweils drei Träger pro Block und insgesamt 32 Träger pro DFT-Rahmen verwendet. Es sind drei verschiedene Kurvenläufe dargestellt. Die Kurve 1 entspricht einer nicht vorgeformten Kurve, die Kurve 2 einer Kurve, bei der Übergangsmetriken direkt benachbarter Blockübergänge berücksichtigt worden sind, und die Kurve 3 entspricht einer Kurve, bei der Übergangsmetriken zwischen allen möglichen Blockkombinationen einbezogen worden sind. Das dargestellte Diagramm zeigt, daß man beim "Shaping" mit der Übergangsmetrik im Frequenzbereich den Spitzenwert deutlich senken kann. Da der Mittelwert nahezu erhalten bleibt, verbessert sich, wie gefordert, auch das Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis. Das in Fig. 8 dargestellte Diagramm wurde für eine 4-QAM-Symbolmenge simuliert.

Dank der Erfindung ist es möglich, das Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis eines Mehrträgersignals im Zeitbereich dadurch zu verringern, daß die Symbole, mit denen die einzelnen Träger des Mehrträgersignals zu modulieren sind, auf geeignete Weise im Sender vorverarbeitet und anschließend modifiziert (das Modifizieren ist als Trellis-Shaping bekannt) werden. Durch eine Vorverarbeitung der Symbole wird eine Orthogonalität eingeführt, die es ermöglicht, daß die modifizierten Symbole empfangsseitig wieder in den ursprünglichen Zustand überführt werden können.

### Patentansprüche

1. Verfahren zur Übertragung von Mehrträger(DMT)-Signalen mit einem reduzierten Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:
  - a) die einem Mehrträgersignal zugeordneten Träger werden auf mehrere Blöcke gleicher Länge 1 verteilt,
  - b) jedem Symbol einer ein- oder zweidimensionalen Symbolmenge (QAM), mit dem jeweils ein Träger des Mehrträgersignals moduliert wird, wird eine vorbestimmte m-stellige (binäre) Nummer zugeordnet,
  - c) die den Trägern des Mehrträgersignals zugeordneten Symbolnummern werden blockweise jeweils in eine  $m \times l$ -Matrix geschrieben, wobei wenigstens eine Leerstelle in jeder Matrix erzeugt wird,
  - e) jede Leerstellen-behaftete Zeile jeder Matrix wird mit Hilfe eines inversen Syndrom-Formers vervollständigt,
  - f) eine zulässige Folge von Formungswörtern der Länge 1, die den entsprechenden, in Schritt e) vervollständigten Zeilen jeder Matrix additiv überlagert werden, wird auf der Grundlage einer vorbestimmten Trellisstruktur derart ausgewählt, daß die Spitzenleistung des Mehrträgersignals im Zeitbereich bezogen auf die mittlere Signalleistung minimiert wird,
  - g) die Träger des Mehrträgersignals werden mit den codierten Symbolen, die den in Schritt f) modifizierten Symbolnummern entsprechen, moduliert und einer inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) unterworfen und das IDFT-Mehrträgersignal wird ausgesendet, und
  - i) aus dem empfangenen Mehrträgersignal werden empfangsseitig mit Hilfe eines Syndrom-Formers die überlagerten Formungswörter entfernt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß Schritt f) folgende Schritte umfaßt:
  - auf der Grundlage der vorbestimmten Trellisstruktur werden zulässige Coderwörter blockweise ausgewählt und der vervollständigten Matrixzeile der entsprechenden Matrix additiv überlagert,
  - die mit den codierten Symbolen modulierten Träger werden blockweise einer inversen diskreten Fouriertransformation unterworfen und im Zeitbereich abgespeichert,
  - alle Blöcke werden im Zeitbereich unter Berücksichtigung der vorbestimmten Trellisstruktur iterativ berechnet, und
  - es wird die zulässige Blockfolge für das Mehrträgersignal mit dem minimalen Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis ausgewählt.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zulässige Folge von Formungswörtern nach der vorbestimmten Trellis-Struktur mit dem Viterbi-Algorithmus ausgewählt wird.
4. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß Schritt f) folgende Schritte umfaßt:
  - auf der Grundlage der vorbestimmten Trellisstruktur werden zulässige Formungswörter blockweise ausgewählt und der vervollständigten Zeile der entsprechenden Matrix additiv überlagert,
  - jeder modifizierte Block wird im Frequenzbereich abgespeichert,
  - die modifizierten Blöcke werden paarweise zusammengefaßt und für jedes Blockpaar wird eine Übergangsmetrik abgespeichert, die im wesentlichen der Spitzenleistung des entsprechenden Blockpaares im Zeitbereich entspricht,
  - auf der Grundlage der vorbestimmten Trellisstruktur werden die Übergangsmetriken jeder zulässigen Folge von Blockpaaren summiert,
  - es wird die zulässige Blockfolge des Mehrträgersignals im Frequenzbereich ausgewählt, die die minimale Summenmetrik liefert,
  - die ausgewählte Blockfolge wird einer inversen diskreten Fouriertransformation unterworfen.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß bei der Ermittlung der Metrik für jedes



Blockpaar die übrigen Blöcke auf Null gesetzt werden.

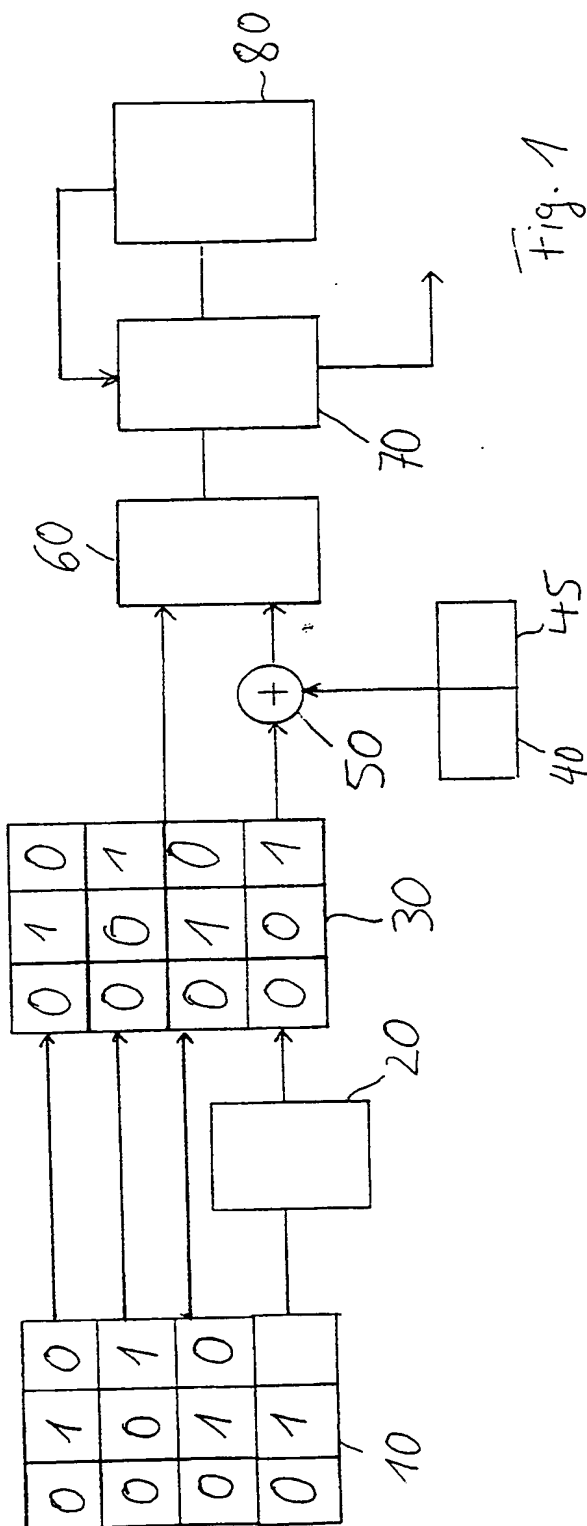
6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß Übergangsmetriken nur für unmittelbar benachbarte Blöcke ermittelt werden.

7. Mehrträger-Übertragungssystem zur Durchführung des Verfahrens nach den Ansprüchen 1 bis 5, wobei die einem Mehrträgersignal zugeordneten Träger auf mehrere Blöcke gleicher Länge  $l$  verteilt sind, mit folgenden Merkmalen:

- wenigstens ein erster Speicher (10) zur matrixartigen Aufnahme von jeweils 1 Symbolen einer ein- oder zweidimensionalen Symbolmenge der Bitlänge  $m$ ,
- einen inversen Syndrom-Former (20) zur Vervollständigung einer Leerstellen-behafteten Zeile des ersten Speichers (10),
- ein zweiter Speicher (45), in dem eine zulässige Folge von Formungswörtern der Länge  $l$  auf der Grundlage einer Trellis-Struktur abgelegt ist,
- ein Addierer (50), der blockweise die vervollständigte Zeile mit einem entsprechenden Teil der Formungswörterfolge addiert,
- eine Einrichtung (60; 65) zur inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) jedes codierten Blocks,
- ein Pfad-Speicher (70; 75), der mit der IDFT-Einrichtung (60; 65) verbunden ist,
- eine Einrichtung (80; 90) zur Auswahl einer zulässigen Blockfolge für das Mehrträgersignal aus dem Pfad-Speicher (70; 75) auf der Grundlage der vorbestimmten Trellisstruktur derart, daß das Spitzen-/Mittelwert-Verhältnis des Mehrträgersignals im Zeitbereich minimiert ist.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen





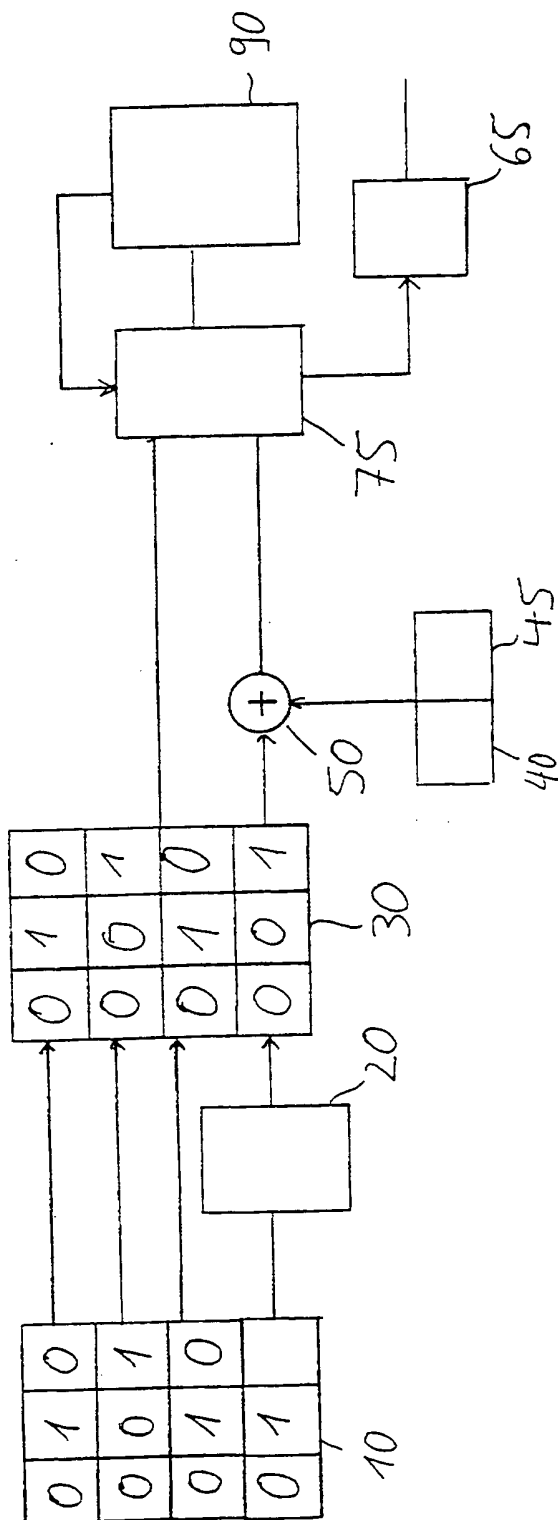


Fig. 2

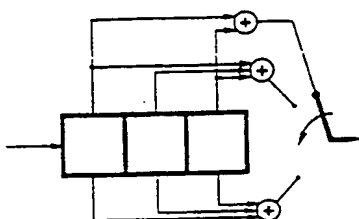


Fig. 3a

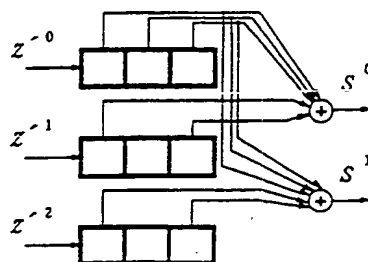


Fig. 3b

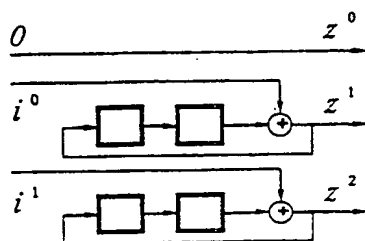


Fig. 3c

1			2			3			4			5		
0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	×	0	1	×	1	1	×	0	0	×	1	0	×

Fig. 4a

1			2			3			4			5		
0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0

Fig. 4b

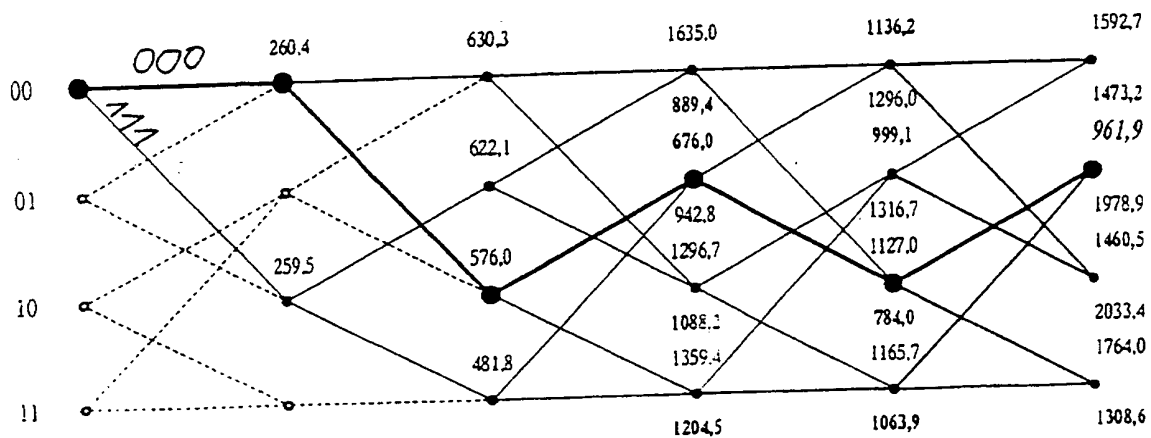


Fig. 5

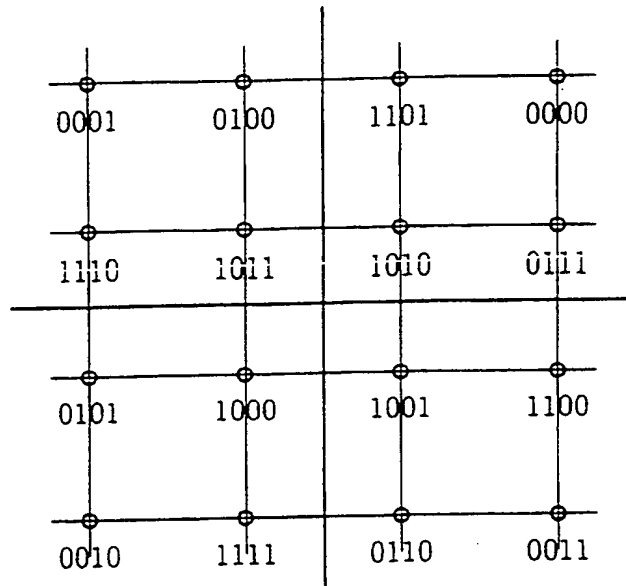
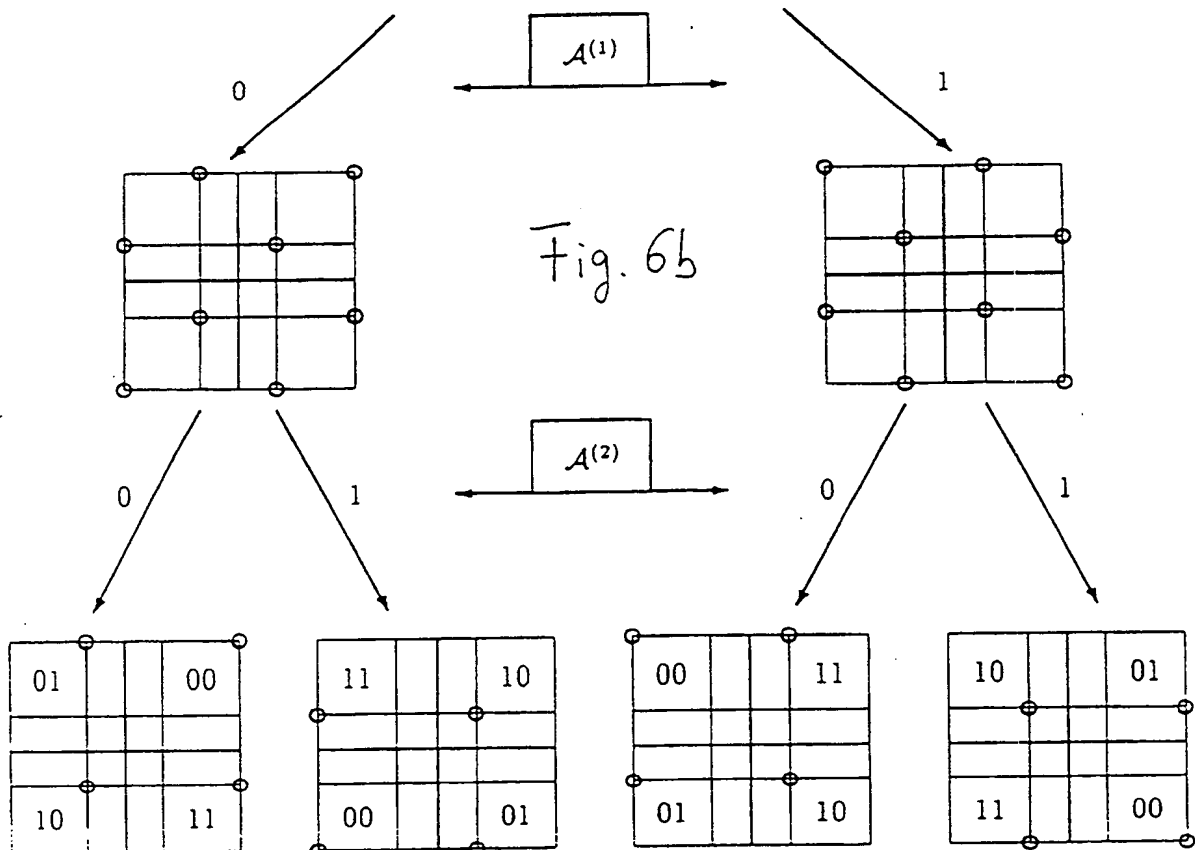


Fig. 6a



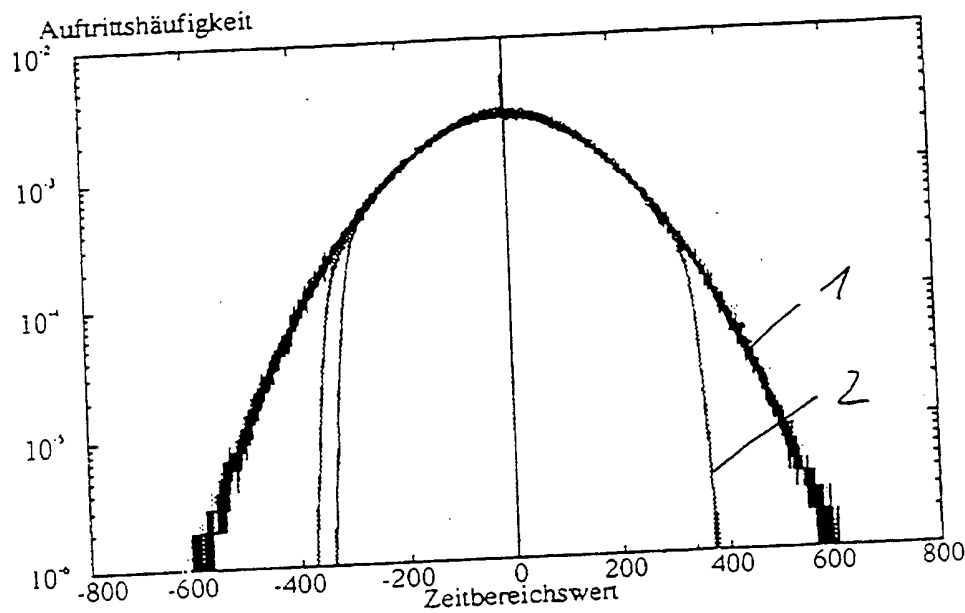


Fig. 7

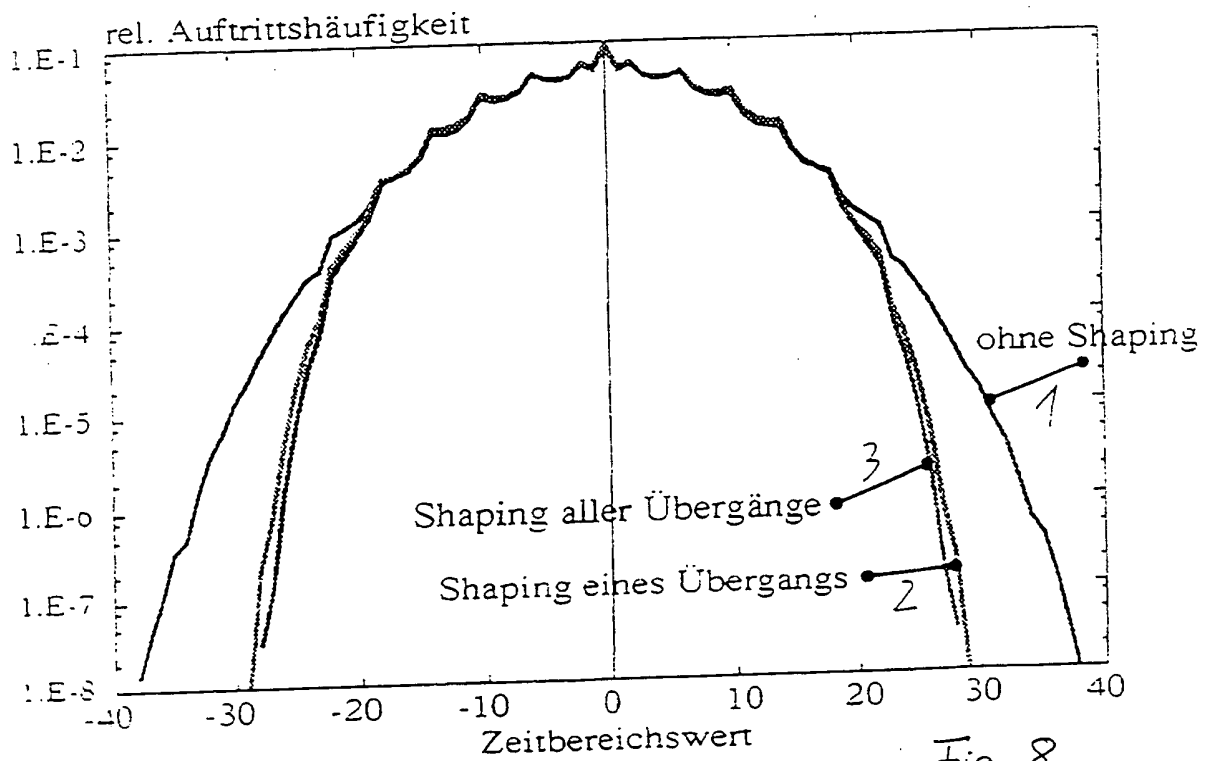


Fig. 8